

# 대한민국 특허청

## KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto  
is a true copy from the records of the Korean Intellectual  
Property Office.

출원번호 :  
Application Number

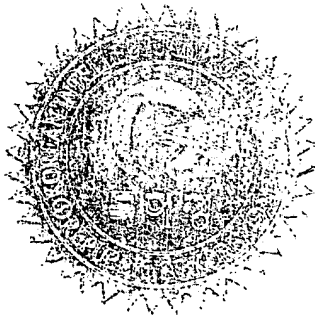
특허출원 2001년 제 24172 호  
PATENT-2001-0024172

출원년월일 :  
Date of Application

2001년 05월 03일  
MAY 03, 2001

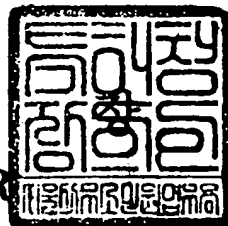
출원인 :  
Applicant(s)

한국전자통신연구원  
KOREA ELECTRONICS & TELECOMMUNICATIONS RESEARCH INST



특 허 청

COMMISSIONER



2001      07      26      일  
          년      월      일

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

# 2  
J1021 U.S. PTO  
10/025797  
12/26/01

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2001.05.03
【발명의 명칭】	이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법
【발명의 영문명칭】	Apparatus for receving of constrained adaptive lake in mobile communication system, its method
【출원인】	
【명칭】	한국전자통신연구원
【출원인코드】	3-1998-007763-8
【대리인】	
【성명】	특허법인 신성 정지원
【대리인코드】	9-2000-000292-3
【포괄위임등록번호】	2000-051975-8
【대리인】	
【성명】	특허법인 신성 원석희
【대리인코드】	9-1998-000444-1
【포괄위임등록번호】	2000-051975-8
【대리인】	
【성명】	특허법인 신성 박해천
【대리인코드】	9-1998-000223-4
【포괄위임등록번호】	2000-051975-8
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김성락
【성명의 영문표기】	KIM, Seong Rag
【주민등록번호】	590107-1683815
【우편번호】	305-390
【주소】	대전광역시 유성구 전민동 나래아파트 106-801
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	정영호
【성명의 영문표기】	JUNG, Young Ho
【주민등록번호】	760810-1120614

【우편번호】	612-030
【주소】	부산광역시 해운대구 좌동 두산2차아파트 205-403
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	최진호
【성명의 영문표기】	CHOI, Jin Ho
【주민등록번호】	670114-1047818
【우편번호】	305-350
【주소】	대전광역시 유성구 가정동 161번지
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	홍승철
【성명의 영문표기】	HONG, Seung Chul
【주민등록번호】	730625-1221218
【우편번호】	305-330
【주소】	대전광역시 유성구 지족동 880 열매마을 현대아파트 610-501
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	이용훈
【성명의 영문표기】	LEE, Yong Hoon
【주민등록번호】	550712-1068328
【우편번호】	305-333
【주소】	대전광역시 유성구 어은동 한빛아파트 122-1301
【국적】	KR
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대리인 원 (인) 대리인 인 신성 원석희 (인) 대리인 특허법인 신성 박해천 (인)
【수수료】	
【기본출원료】	20 면 29,000 원
【가산출원료】	12 면 12,000 원
【우선권주장료】	0 건 0 원
【심사청구료】	0 항 0 원

1020010024172

2001/7/2

【합계】	41,000 원
【감면사유】	정부출연연구기관
【감면후 수수료】	20,500 원
【첨부서류】	1. 요약서·명세서(도면)_1통

**【요약서】****【요약】****1. 청구범위에 기재된 발명이 속하는 기술분야**

본 발명은 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법에 관한 것임.

**2. 발명이 해결하고자 하는 기술적 과제**

본 발명은, 각 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터의 계수 갱신식에 필터 계수에 관한 제약 조건을 도입하여, 적응형 필터 출력을 이용하여 각 다중 경로 성분 채널 위상과 진폭을 추정 가능하게 함으로서 [논문3]에서 제시한 다중 경로 페이딩 채널을 위한 적응형 MMSE 레이크 수신기에 비하여 우수한 데이터 검출 성능을 얻기 위한 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법을제공함에 그 목적이 있음.

**3. 발명의 해결방법의 요지**

본 발명은, 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 있어서, 각 다중 경로 성분의 서로 다른 전송지연에 맞추어 해당 전송 부호가 차지하는 부분만을 모아 적응 필터에 전달하는 전송 지연 보상 수단; 소정 주기로 조절되는 탭 계수(tab weight)에 따라 복소 수신신호를 필터링하는 적응 필터링 수단; 상기 적응 필터링 수단의 출력신호를 이용하여 특정 사용자 채널의 위상 성분과 진폭 성분을 추정하는 채널 추정 수단; 상기 채널 추정 수단의 채널 추정 결과 신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 인가되는 필터링된 수신 신호를 모든 다중 경로 성분에 대하여 결합하여, 상기

특정 사용자가 전송하고자 한 원래의 신호를 복원하는 신호 복원 수단; 기지의 학습 데이터 신호 또는 상기 신호 복원 수단에 의해 복원된 신호 중 어느 하나를 선택하여 제공하는 선택 수단; 상기 선택 수단으로부터 제공되는 신호와 상기 채널 추정 수단에 의한 채널 추정 결과신호를 이용하여 기준신호를 발생하는 기준신호 발생 수단; 상기 기준신호 발생 수단으로부터 제공되는 기준신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 출력되는 필터링된 수신신호를 대비하여, 두 신호간의 오차를 산출하는 오차 산출 수단; 및 제약 조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constrained MMSE criterion)에 근거하여, 상기 적응 필터링 수단의 탭 계수를 조절하는 탭 계수 조절 수단을 포함한다.

#### 4. 발명의 중요한 용도

본 발명은 이동통신 시스템의 다중경로 페이딩 채널 환경 등에 이용됨.

#### 【대표도】

도 1

#### 【색인어】

다중 경로 페이딩, 제약 조건, 최대 우도비 추정치,

**【명세서】****【발명의 명칭】**

이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법{Apparatus for receiving of constrained adaptive lake in mobile communication system, its method

**【도면의 간단한 설명】**

도 1은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 대한 일실시예 구성도.

도 2는 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 대한 다른 일실시예 구성도.

도 3은 여러 개의 다중 경로 성분으로 이루어진 수신기 입력신호의 일실시예 구성.

도 4는 도 1 또는 도 2에 도시된 데이터 검출기의 일실시예 상세 구성도.

도 5는 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치의 비트 오류율 성능을 보여주는 도면.

**【발명의 상세한 설명】****【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

<6> 본 발명은 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법에 관한 것으로, 보다 상세하게는 각기 다른 코드로 확산되어 전송된 각 사용자의 데

이터를 수신하기 위한 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

<7> 일반적인 적응형 MMSE(Minimum Mean Square Error) 수신기의 구조와 관련된 종래의 기술은 [논문 1 : U. Madhow and M. L. Honig, MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA, *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, pp. 3178-3188, Dec. 1994.], [논문 2 : S. L. Miller and A. N. Barbosa, Adaptive Detection of DS-SS Signals in Fading Channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no.1, pp. 115-124, Jan. 1998.]와 [논문 3 : M. Latva-aho and M. Juntti, LMMSE Detection for DS-SS Systems in Fading Channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no.2, pp. 194-199, Feb. 2000.] 및 [논문 4 : S. R. Kim, Y. G. Jeong, and I.K. Kim, A Constrained MMSE Receiver for DS/SS Systems in Fading Channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no.11, pp. 1793-1796, Nov. 2000.]에 각각 제시되었다.

<8> 여기서, 각 논문에 제시된 수신기의 구조와 그 특징을 살펴보면 다음과 같다.

<9> 상기 [논문 1]의 일반적인 적응형 MMSE 수신기는 간단한 구조로 고정된 채널 환경에서 좋은 성능을 보이는 장점을 가지는 반면, 페이딩 채널 환경에서 성능이 급격히 저하되는 단점을 가지고 있다. 이는 적응 필터가 채널의 위상과 진폭의 급격한 변화에 적응하지 못해서 발생하는 현상이다. 단일경로 페이딩 채널 (frequency flat fading channel)에서 일반적 적응형 MMSE 수신기의 문제점을 해결하기 위해서 별도의 채널 추정 결과를 이용하여 채널 변화를 보상하는 채널 여러 가지 변형된 구조의 수신기들이 제안되었다.

<10> [논문 2] 내지 [논문4]에 제시된 수신기는 별도의 채널 추정 결과를 이용하여 채널



변화를 보상하는 채널 여러 가지 변형된 구조로서, 상기한 적응형 MMSE 수신기 성능은 채널 추정 값을 얼마나 정확하게 예측하는가에 달려있다. 일반적으로 적응 필터 출력 신호는 적응 필터 입력 신호에 비해서 높은 신호 대 잡음 비(SNR: Signal to Noise Ratio)를 가지고 있다. 따라서 적응 필터 출력 신호를 이용하여 채널의 위상과 진폭을 예측하면 좋은 성능을 얻을 수 있다.

<11> 즉, 상기 [논문 2]에서는 적응 필터 출력 신호를 이용하여 채널의 위상 변화를 예측하여 적응 필터의 입력 신호에 채널의 위상 변화 성분을 보상하여, 적응 필터의 부담을 줄여준다. 그러나, 이 방식은 채널의 위상 성분만을 보상하기 때문에 채널의 진폭 성분의 변화가 클 때에는 성능이 저하되는 단점을 가지고 있다.

<12> 또한, 상기 [논문 3]에서는 채널의 위상과 진폭의 변화를 동시에 보상하여 성능 향상을 얻고자 하였다. 하지만 채널 추정 값의 편의(bias) 문제 때문에 적응형 필터 출력을 이용하지 못하고 다중 사용자 간섭이 제거되지 않은 적응형 필터 입력 신호를 이용하여 구해야 하므로 채널 추정 성능 저하로 인하여 비트 오류율 개선이 크지 않다. 또한, [논문 4]에서는 제약조건을 갖는 적응형 필터 계수 갱신식을 사용 함으로서 단일경로 페이딩 채널 환경에서 적응 필터 출력을 이용하여 채널 추정치를 구하더라도 편이 없는(unbiased) 채널 추정치를 얻을 수 있도록 함으로서, 우수한 비트 오류 성능을 얻을 수 있었다.

<13> 다중 경로 페이딩 채널을 위해서는 [논문 3]에서 각각의 다중 경로 성분마다 MMSE 적응형 수신기를 두어, 적응형 필터 입력을 이용하여 채널의 위상과 진폭을 추정하여 보상해 주는 선형 MMSE 레이크 수신기를 제안하였으나 적응 필터 출력을 이용하여 채널 추정을 할 경우 채널 추정 값의 편이(bias)가 커서 적응 필터 계수가 0으로 수렴하는 문제

가 발생하므로 신호 대 잡음 비 값이 낮은 적응형 필터 입력을 이용하여 채널 추정을 해야 하므로 우수한 구조에 비하여 좋은 성능을 얻을 수 없는 단점이 있었다.

#### 【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<14> 이에 본 발명은, 상기와 같은 단점을 해결하기 위해 제안된 것으로, 각 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터의 계수 갱신식에 필터 계수에 관한 제약 조건을 도입하여, 적응형 필터 출력을 이용하여 각 다중 경로 성분 채널 위상과 진폭을 추정 가능하게 함으로서 [논문3]에서 제시한 다중 경로 페이딩 채널을 위한 적응형 MMSE 레이크 수신기에 비하여 우수한 데이터 검출 성능을 얻기 위한 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치 및 그 방법을 제공함에 그 목적이 있다.

#### 【발명의 구성 및 작용】

<15> 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 장치는, 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 있어서, 각 다중 경로 성분의 서로 다른 전송 지연에 맞추어 해당 전송 부호가 차지하는 부분만을 모아 적응 필터에 전달하는 전송 지연 보상 수단; 소정 주기로 조절되는 탭 계수(tab weight)에 따라 복소 수신신호를 필터링하는 적응 필터링 수단; 상기 적응 필터링 수단의 출력신호를 이용하여 특정 사용자 채널의 위상 성분과 진폭 성분을 추정하는 채널 추정 수단; 상기 채널 추정 수단의 채널 추정 결과 신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 인가되는 필터링된 수신 신호를 모든 다중 경로 성분에 대하여 결합하여, 상기 특정 사용자가 전송하고자 한 원래의 신호를

복원하는 신호 복원 수단; 기지의 학습 데이터 신호 또는 상기 신호 복원 수단에 의해 복원된 신호 중 어느 하나를 선택하여 제공하는 선택 수단; 상기 선택 수단으로부터 제공되는 신호와 상기 채널 추정 수단에 의한 채널 추정 결과신호를 이용하여 기준신호를 발생하는 기준신호 발생 수단; 상기 기준신호 발생 수단으로부터 제공되는 기준신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 출력되는 필터링된 수신신호를 대비하여, 두 신호간의 오차를 산출하는 오차 산출 수단; 및 제약조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준 (constrained MMSE criterion)에 근거하여, 상기 적응 필터링 수단의 탭 계수를 조절하는 탭 계수 조절 수단을 포함하는 것을 특징으로 한다.

<16> 또한, 본 발명의 방법은, 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 적용되는 적응 레이크 수신 방법에 있어서, 각 다중 경로 성분의 서로 다른 전송지연에 맞추어 해당 전송 부호가 차지하는 부분만을 모아 적응 필터에 전달하는 제 1 단계; 소정 주기로 조절되는 탭 계수(tab weight)에 따라 복소 수신 신호를 필터링하는 제 2 단계; 상기 적응 필터링 출력 신호를 이용하여 특정 사용자 채널의 위상 성분과 진폭 성분을 추정하는 제 3 단계; 상기 채널 추정 결과 신호와 상기 적응 필터링 수신 신호를 모든 다중 경로 성분에 대하여 결합하여, 상기 특정 사용자가 전송하고자 한 원래의 신호를 복원하는 제 4 단계; 기지의 학습 데이터 신호 또는 복원된 신호 중 어느 하나를 선택하여 제공하는 제 5 단계; 상기 5 단계에서 제공되는 신호와 상기 3 단계에 의한 채널 추정 결과 신호를 이용하여 기준 신호를 발생하는 제 6 단계; 상기 6 단계로부터 제공되는 기준 신호와 상기 제 2 단계에서 출력되는 필터링된 수신 신호를 대비하여, 두 신호간의 오차를 산출하는 제 7 단계; 및 제약조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constrained MMSE criterion)에 근거하여, 상기 적응 필터링의 탭 계수를 조절하는

제 8 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

- <17> 여기서 상술된 목적, 특징들 및 장점은 첨부된 도면과 관련한 다음의 상세한 설명을 통하여 보다 분명해 질 것이다. 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 따른 바람직한 일실시예를 상세히 설명한다.
- <18> 본 발명에서 제안된 제약 조건(constraint)을 갖는 적응 레이크 수신 장치인 도 1 및 도 2는 사용하는 채널 추정 방법에 따라 각각 가질 수 있으며, 상기 채널 추정 방법을 제외한 모든 구조는 정확하게 동일 하다. 여기서, 본 발명에서의 채널 추정을 위하여 파일럿 채널이 전송되거나 파일럿 심볼이 주기적으로 전송된다고 가정하고, 또한 확산에 사용된 확산코드는 주기가 확산 이득과 일치하는 짧은 코드를 사용한다고 가정한다. 그리고, 수신하고자 하는 신호의 사용자를 첫 번째 사용자라 가정한다.
- <19> 도 1은 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 대한 일실시예 구성도이다.
- <20> 여기서, 상기 레이크 수신장치는, 복소값(complex)을 갖는 수신 필터 출력 신호는 칩(chip)단위의 디지털 신호이고, 에너지를 모으고자 하는 다중 경로 성분의 수가  $L$ 개라면 제약조건을 갖는 적응형 레이크 수신기는  $L$ 개의 제약조건을 갖는다고 가정한다.
- <21> 따라서, 상기 적응 레이크 수신 장치는 제 1 내지 제  $L$  전송 지연 보상버퍼(100 내지 200), 제 1 내지 제  $L$  다중경로 적응필터(110 내지 210), 제 1 내지 제  $L$  직교분할 LMS 필터계수 갱신기(120 내지 220), 제 1 내지 제  $L$  다중 경로 채널 추정기(130 내지 230) 및 다중 경로 성분 결합기(340), 데이터 결정기(370) 및 데이터 선택기(380)를 포함한다.

- <22> 그리고, 상기 적응 레이크 수신 장치는 다수의 채널 추정기(160 내지 260), 곱셈기 및 덧셈기를 포함한다.
- <23> 먼저, 수신 필터 출력 신호( $r(m)$ )은 수신 신호를 구성하는 원하는 사용자의 각 다중 경로의 전송 지연이 서로 다르므로 이를 일치시켜 한 개의 전송 심볼 구간과 일치 하는  $N$  chip의 수신 신호를 모아서 적응형 필터로 전달하도록 하는 제 1 내지 제  $L$  전송 지연 보상 버퍼(100 내지 200)를 거친다.
- <24> 여기서, 전송 지연 보상 버퍼의 동작을 2개의 다중 경로 성분이 있다고 가정하고, 가장 먼저 도착하는 다중 경로 성분을 기준으로 나머지 다중 경로 성분의 상대적 전송 지연이 5 칩(chip)이라 할 때 전송지연 보상 버퍼는 최대 전송 지연에 맞추어 모든 다중 경로 성분의 전송 지연을 맞추어 준다. 다시 말해, 첫번째 다중 경로 성분을 위한 전송 지연 보상 버퍼는 5 칩(chip)에 해당되는 시간 만큼 수신 신호를 지연 시키고 난 후 연속한  $N$  chip의 수신 신호( $r_1(n)=[r(m-5) \ r(m-4) \dots r(m-5+N-1)]^T$ )를 적응형 필터 입력으로 전송한다. 이렇게 되면  $N \times 1$  크기의 벡터( $r_1(n)$ )는 원하는 사용자의  $n$ 번째 전송 부호의 첫번째 다중 경로 성분이 수신되는 구간에 해당하는  $N$  chip의 수신 신호를 포함하게 된다. 마찬가지로 두 번째 다중 경로 성분을 위한 전송 지연 버퍼는 수신 신호 지연 없이 연속한  $N$  칩(chip)의 수신 신호( $r_2(n)=[r(m) \ r(m+1) \dots r(m+N-1)]^T$ )를 적응형 필터 입력으로 전송하게 되면  $N \times 1$  크기의  $r_2(n)$ 은 원하는 사용자의  $n$ 번째 전송 부호의 첫번째 다중 경로 성분이 수신되는 구간에 해당하는 수신 신호를 포함하게 된다.
- <25> 여기서, 상기 첫번째 다중 경로 성분을 위한 제 1 전송지연 보상 버퍼(100)의 출력은 첫번째 다중 경로 성분을 위한 제 1 다중 경로 적응 필터(110)에 입력되어 적응 필터의 탭 계수( $W$

$i(n)$ )와 곱해진다. 마찬가지로 각 다중 경로 성분을 위한 제 L 전송 지연 보상 버퍼 (200)의 출력은 각각의 다중 경로 성분을 위한 제 L 다중 경로 적응필터(210)에 입력되어 적응 필터의 탭 계수( $W_i(n)$  : i 번째 다중 경로 성분)과 곱해진다. 여기서, 상기 각 적응 필터(110 내지 210)의 탭 크기는 N tap으로 필터 입력 신호의 크기와 일치한다.

<26> 이후, 각 다중 경로에 대한 채널 추정을 수행하는데, 상기 다중 경로 적응 필터 (110 내지 210)의 출력에서 파일럿 심볼을 이용하여 데이터 성분을 제거한 후 얻은 임시 채널 추정치를 미리 정해진 구간 만큼 평균하여 추정한다.

<27> 즉, n번째 전송 부호에 대한 각 다중 경로 성분을 위한 1번째 적응필터 출력의 평균 값은 ' $c_1b_1(n)$ + 다중 경로 간섭(inter-path interference)' 이고, 이중 '다중 경로 간섭'의 크기가 상대적으로 작으므로 파일럿 심볼을 이용하여 알고 있는 전송 부호의 공액 복소수(complex conjugate) 곱해주면 임시 채널 추정치를 얻을 수 있다. 그리고, 잡음에 대한 영향을 줄이기 위해 여러 개의 파일럿 심볼을 이용하여 얻은 임시 채널 추정치를 평균하여 최종 채널 추정 값을 구한다. 이때, 최종 채널 추정 값은 하기의 수학식 (1)과 같이 표현될 수 있다. 여기서  $N_p$ 는 채널 추정에 사용하는 연이온 파일럿 심볼 수,  $Q$ 는 파일럿 심볼 삽입 주기이다.

<28> 【수학식 1】

$$\hat{c}_1 = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^N b_1^*(n-iQ) w_i^H(n-iQ) x_1(n-iQ)$$

<29> 첫번째 다중 경로 성분을 위한 제 1 다중 경로 채널 추정기(130)는 제 1 다중 경로 적응 필터(110)의 출력과 데이터 선택기(380)의 출력 값을 입력 신호로 제

공받고, 이를 이용하여 전술된 추정 방법에 따라 첫번째 사용자의 첫번째 다중 경로 성분에 대한 최종 채널 추정값(수학식 1)을 추정한다.

<30> 그리고, 마찬가지로 각 다중 경로 성분을 위한 채널 추정기 즉, 제 L 다중 경로 채널 추정기(230)에는 각 다중 경로 성분을 위한 제 L 다중 경로 적응 필터(210)의 출력과 데이터 선택기(380)의 출력 값이 입력 신호로 들어가게 되고, 이를 이용하여 독립적으로 채널 추정 값을 수학식 (1)을 이용하여 구해진다.

<31> 한편, 상기 각 다중 경로 적응 필터(110 내지 210)의 필터 계수는 직교분할 LMS 필터계수 갱신기(120 및 220)를 이용하여 전송 부호 속도에 맞추어 갱신된다.

<32> 일반적으로, 다중 경로 적응 필터(110 내지 210)의 탭 계수를 변화시키는 알고리즘으로 LMS 알고리즘이 이용되며, 기존의 LMS 알고리즘을 사용하여 l번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 탭 계수를 변화시키는 방식은 수학식 (2)과 같이 표현된다.

<33> 【수학식 2】

$$w_l(n+1) = w_l(n) + \mu \left[ \hat{c}_l(n) d_l(n) - w_l(n)^H r_l(n) \right]^* r_l(n)$$

<34> 여기에서  $\mu$ 는 적응 필터의 탭 계수를 어느 정도 빠르기로 변화 시킬지를 결정하는 스텝 크기(step size)이고,  $\hat{c}_l(n)$ 은 l번째 다중 경로 성분의 채널 추정치,  $d_l(n)$ 은 첫번째 사용자의 n번째 전송 신호에 대한 데이터 선택기의 출력 값이다.

<35> 따라서, 이를 이용하여 필터 계수를 적응시키게 되면 수학식 (3)과 같이 평균 제곱 오차 값이 최소화 되도록 적응 필터 계수가 적응된다.

<36> 【수학식 3】

$$J \equiv E \left[ \left| \hat{c}_1(n) d_1(n) - \mathbf{w}_1(n)^H \mathbf{r}_1(n) \right|^2 \right]$$

<37> 그러나 본 발명의 수신기 구조와 같이 적응 필터 출력 신호를 이용하여 채널 추정을 할 기존의 LMS 알고리즘을 사용할 경우에는 단일 경로 페이딩 채널에서와 마찬가지로 [논문4]에서 보이는 바와 같이 다중 경로 적응 필터(110 내지 120)의 탭 계수가 '0'으로 수렴하는 문제가 발생한다. 따라서, 기존의 LMS 알고리즘은 제안된 구조에서 사용할 수 없다. 기존의 LMS 알고리즘을 사용하려면, [논문 3]에서와 같이 제안된 구조에서 다중 경로 채널 추정기(130 내지 230)에 입력되는 신호를 다중 경로 적응 필터(110 내지 210)의 입력 신호로 변경해야 하는데, 이는 채널 추정값의 이러한 구조의 변경은 수신기의 성능을 저하 시키는 문제를 발생 시킨다.

<38> 따라서, 본 발명에서는, 기존의 LMS 알고리즘의 이러한 문제점을 해결하기 위하여 필터 계수 갱신식 도출에 있어서 제약 조건을 도입한다. 이는 [논문 4]에서 제시한 방법과 동일하며, [논문 4]의 알고리즘을 다중 경로 페이딩 채널로 확장한 것이다.

<39> 본 발명에서 사용하는 목적함수 식은 하기의 수학식 (4)와 같다.

<40> 【수학식 4】

$$J \equiv E \left[ \left| \hat{c}_1(n) d_1(n) - \mathbf{w}_1(n)^H \mathbf{r}_1(n) \right|^2 \right] \text{ subject to } \mathbf{w}_1(n)^H \mathbf{s}_1 = 1.$$

<41> 여기에서  $\mathbf{s}_1$ 은 정규화된(normalized) 확산 코드(spreading code) 벡터이고,  $(\cdot)^H$ 는 허미션(Hermitian) 연산을 의미한다.

<42> 이때, 상기 수학식 (4)에 있는 제약 조건 식은 효율적으로 구현하기 위하여 직교 분할 방식을 이용하여,  $l$ 번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터의 탭 계수  $\mathbf{w}_l(n)$ 은 수학



식 (5)와 같다.

<43> 【수학식 5】

$$\mathbf{w}_l(n) \equiv \mathbf{s}_1 + \mathbf{x}_l(n)$$

<44> 즉, 상기 적응 필터의 탭 계수( $\mathbf{w}_l(n)$ )는 서로 직교하는 확산 코드 벡터( $\mathbf{s}_1$ )과 ( $\mathbf{x}_l$ )의 합으로 표시된다.

<45> 이와 같이 나타내게 되면 탭 계수 벡터( $\mathbf{w}_l(n)$ )와 확산 코드( $\mathbf{s}_1$ )의 내적은 수학식 (6)에서도 볼 수 있듯이 항상 1의 값을 가지므로  $\mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{s}_1 = 1$ 을 항상 만족하게 된다.

<46> 【수학식 6】

$$\mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{s}_1 = \mathbf{s}_1^H \mathbf{s}_1 + \mathbf{x}_l(n)^H \mathbf{s}_1 = \mathbf{s}_1^H \mathbf{s}_1 = \|\mathbf{s}_1\|^2 = 1$$

<47> (여기에서  $\|\mathbf{s}_1\|$ 은 정규화된 확산 코드 이므로 항상 1이다.)

<48> 이상의 결과를 이용하여 최종적인 필터 갱신 식을 구하면 수학식 (7)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

<49> 【수학식 7】

$$\mathbf{x}_l(n+1) = \mathbf{x}_l(n) + \mu e_l(n)^* \mathbf{r}_l(n)$$

<50>

여기서,  $e_l(n) \equiv \hat{c}_l(n)d_1(n) - \mathbf{w}_l(n)^H \mathbf{r}_l(n)$ , 즉 채널 추정치와 데이터의 곱과 적응 필터

터 출력 사이의 차이이고,

$\mathbf{r}_{lx}(n) = \mathbf{r}_l(n) - \mathbf{s}_1^H \mathbf{r}_l(n) \mathbf{s}_1$  는 수신 신호  $r_l(n)$ 를 탭 계수의 적응 성분  $X_l(n)$ 에 투영(project)시킨 성분이다.

<51> 한편, 직교 분할 LMS 필터 계수 갱신기(120 내지 220)에는 입력 신호로 적응형 필터 입력 신호  $r_l(n)$ 과  $e_l(n)$ 이 입력되며, 이를 이용하여 수학식 (7)를 이용하여 필터 계수를 갱신한다. 첫번째 다중 경로 성분에 대한 에러 신호( $e_l(n)$ )는 데이터 선택기(380)의 출력 및 첫번째 다중경로 성분에 대한 채널 추정치  $\hat{c}_l(n)$ 의 출력을 곱셈기(150)에 의해 곱하여 출력된 값과 제 1 다중 경로 적응필터(110)의 출력 신호를 덧셈기(140)에 의해 빼서 생성한다. 그리고, L번째 다중 경로 성분에 대한 에러 신호( $e_L(n)$ )도 마찬가지로 곱셈기(250)와 덧셈기(240)을 이용하여 생성한다.

<52> 한편, 각각의 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 출력 신호에 적당한 가중치를 곱하여 더해 줌으로서 다이버시티(diversity) 이득을 얻는다. 본 발명에서는 각 다중 경로 성분에 해당하는 채널 추정치를 공액 복소수 계산기(160 내지 260)에 의해 공액 복소수 값을 구한 후, 이 구한 공액 복소수 값을 곱셈기(151 내지 251)에 의해 다중 경로 적응 필터(110 내지 210)의 출력 값에 가중치 값으로 곱해진다.

<53> 각 곱셈기(151 내지 251)에 의해 출력된 값 즉, 모든 다중 경로 성분은 다중 경로 성분 결합기(340)에 의해 더해지는데, 이때 최대 우도 결합(Maximum Likelihood Combining) 방식을 채택한다.

<54> 그리고, 다중 경로 성분 결합기(340)에 의해 더해진 모든 다중 경로 성분의 에너지는 데이터 결정기(370)를 통하여 임시 결정된다. 이 데이터 결정기(370)는 일반적으로 도 4와 같은 구조를 갖는다.

- <55> 도 4에 도시된 바와 같이, 데이터 결정기는 입력 신호가 복소 신호이므로 실수 계산기(371) 및 허수 계산기(372)를 통해 실수부 및 허수부로 나눈 다음, 거리 계산기(373)에 의해 변조 성상도(constellation) 상의 모든 부호와의 거리를 구한다.
- <56> 그리고, 이렇게 구한 거리에서 부호 선택기(374)를 통해 가장 작은 편차를 갖는 부호로 결정하여 해당 부호가 갖는 복소값을 내보내게 된다. 만약 이진 위상 변조(BPSK : Binary Phase Shift Keying)이 변조 방식으로 사용 되었을 경우에는 실수부에만 데이터가 있고, 부호의 값이 1 또는 1이므로 데이터 결정기 입력 신호의 실수부를 취한 다음 부호를 판별하는 과정으로 간략화 할 수 있다.
- <57> 일반적으로 적응형 수신기가 최적화로 수렴하기 위해서는 필터의 계수를 적응시키는 학습(training) 과정이 필요하다. 데이터 선택기(380)는 학습 구간 또는 파일럿 심볼 전송 구간에는 수신기가 전송 부호 값을 알고 있으므로 데이터 결정기(370)의 결과에 상관 없이 알고 있는 데이터  $b_1(n)$ 를, 학습 구간이 아닐 때에는 판별된 비트  $\hat{b}_1(n)$ 를 선택한다. 본 발명에서는 학습 데이터로 일정하게 삽입된 파일럿 심벌을 이용하기 때문에, 일반적인 적응형 수신기에 필요한 추가적인 학습 데이터가 필요 없다.
- <58> 도 2는 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 대한 다른 일실시에 구성도이다.
- <59> 도 2에 도시된 바와 같이, 상기 구성은, 제 1 내지 제 L 전송 지연 보상버퍼(100 내지 200), 제 1 내지 제 L 다중경로 적응필터(110 내지 210), 제 1 내지 제 L 직교분할 LMS 필터계수 갱신기(120 내지 220), 최대 우도 채널 추정기(330) 및 다중 경로 성분 결합기(340), 데이터 결정기(370) 및 데이터 선택기(380)를 포함한다.
- <60> 그리고, 상기 적응 레이크 수신 장치는 다수의 채널 추정기(160 내지 260), 곱셈기

및 덧셈기를 포함한다.

<61> 즉, 상기 수신 장치는 다중 경로 간섭을 완전히 제거하여 채널 추정 값의 편이 (bias)를 없애는 것으로, 이 경우 모든 다중 경로 성분에 대한 채널 추정은 최대 우도 채널 추정기(330)에서 한꺼번에 이루어지며 최대 우도 채널 추정기(330)에는 모든 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 출력과 데이터 결정기(380) 출력 신호가 입력신호로 들어가게 된다.

<62> 여기서, 상기 최대 우도 채널 추정기(330)의 동작 원리를 설명하면 다음과 같다.

<63> 즉, L 적응 필터 출력에 데이터의 공액 복소수 값을 곱해준 값은 다중 사용자 간섭과 잡음의 합이 정규 분포로 가정할 수 있다면 상기 수학식 (8)과 같은 정규 분포 값이 된다.

<64> 【수학식 8】

$$E[b_1^*(n)w_l^H(n)r_l(n)] = c_l(n) + \sum_{i=1, i \neq l}^L c_i(n)s_1(\tau_i - \tau_l)$$

<65> 여기서, 임의의 정수 p에 대하여  $S_1(p)$ 는 첫번자를 위한 정규화(normalized)된 확산 코드  $S_1=[S_{1,1} \ S_{1,2} \ \dots \ S_{1,N-1} \ S_{1,N}]^T$ 을 p chip 이동한 신호로서 p가 양수인 경우에는 수학식 (9)와 같다.

<66> 【수학식 9】

$$s_1(p) = [0_p \ s_{11} \ s_{12} \ \dots \ s_{1,N-p}]^T$$

<67> 또한, p가 음수인 경우에는 수학식 (10)와 같다

<68> 【수학식 10】

$$s_1(p) = [s_{1,-p+1} \quad s_{1,-p+2} \quad \Lambda \quad s_{1,N} \quad 0_p]^T$$

<69> 여기서  $0_p$ 는  $1 \times p$  크기의 0 벡터이다.  $(\tau_i - \tau_1)$ 는  $i$  번째 다중 경로 성분과 1번째 다중경로 성분의 전송지연 차로서 칩(chip) 단위의 정수배로 가정한다. 모든 다중 경로 성분에 대한 수학식 (8)로 표현되는  $L$ (다중경로 성분 수)개의 식을 이용하여 최대 우도 채널 추정치를 유도하면 수학식 (11)과 같다. 미리 정해진 수의 파일럿 심볼을 이용하여 구한 값을 평균하여 사용한다.

<70> 【수학식 11】

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_1(n) \\ M \\ \hat{c}_L(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & w_1^H(n)s_1(\tau_2 - \tau_1) \quad \Lambda \quad w_1^H(n)s_1(\tau_L - \tau_1) \\ M & M & 0 & M \\ w_L^H(n)s_1(\tau_1 - \tau_L) & w_L^H(n)s_1(\tau_2 - \tau_L) \quad \Lambda & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} b_1^*(n)w_1^H(n)r_1(n) \\ M \\ b_L^*(n)w_L^H(n)r_L(n) \end{bmatrix}$$

<71> 이를 이용하면 모든 다중 경로 성분에 대한 편이 없는 채널 추정 값을 한꺼번에 얻을 수 있으나 첫번째 방법에 비하여 역행렬을 구해야 하는 등의 계산상의 복잡도는 더해지게 된다.

<72> 도 3은 여러 개의 다중 경로 성분으로 이루어진 수신기 입력신호의 일실시에 구성이다.

<73> 도 5는 본 발명에 따른 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치의 비트 오류율 성능을 보여주는 도면이다.

<74> 즉, 도 5는 우수한 데이터 검출 성능을 갖는 것을 모의실험 결과를 보여주는 것으로, 모의 실험을 수행한 환경은 다중 경로 수 3개인 레일리 페이딩(Rayleigh fading) 채널

널, 동일한 전송 전력을 갖는 사용자 5명, 주기가 31인 골드코드(gold code)가 확산코드로 사용 되었고, 도플러 주파수( $f_D$ )와 부호 주기( $T$ )의 곱 ( $f_D T$ )으로 표시되는 페이딩 변화 속도가  $10^{-4}$ 에서  $10^{-2}$  사이의 값을 갖는 환경이다.

<75> 상술한 바와 같은 본 발명의 방법은 프로그램으로 구현되어 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체(씨디롬, 램, 롬, 플로피 디스크, 하드 디스크, 광자기 디스크 등)에 저장될 수 있다.

<76> 이상에서 설명한 본 발명은 진술한 실시예 및 첨부된 도면에 의해 한정되는 것이 아니고, 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위내에서 여러가지 치환, 변형 및 변경이 가능하다는 것이 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진자에게 있어 명백할 것이다.

#### 【발명의 효과】

<77> 상기와 같은 본 발명은, CDMA 수신기에 적용할 경우, 실제 이동통신 환경인 다중경로 페이딩 채널 환경에서 기존의 레이크 수신기나 다중 경로 페이딩 채널을 위해 개발된 다른 적응 레이크 수신기에 비하여 데이터 검출 성능이 향상되어 고속 및 양질의 서비스를 제공할 수 있으며, 하나의 기지국으로 보다 넓은 지역을 서비스할 수 있다. 또한, 단말기의 송신 전력을 낮출 수 있기 때문에 단말기의 배터리 수명이 길어지며, 다수 사용자 간섭이 제거되므로 엄격한 전력 제어가 필요 없는 등 많은 장점을 얻을 수 있다. 또한, 본 발명은 모든 사용자의 신호에 관한 정보를 필요로 하는 기존의 간섭잡음 제거

기와 달리 원하는 사용자 신호에 관한 정보(확산 코드, 동기 정보)만을 필요로 하므로  
기지국에서 뿐만 아니라 단말기에서도 동시에 적용하기에 용이하다.

**【특허청구범위】****【청구항 1】**

이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 있어서,

각 다중 경로 성분의 서로 다른 전송지연에 맞추어 해당 전송 부호가 차지하는 부분만을 모아 적응 필터에 전달하는 전송 지연 보상 수단;

소정 주기로 조절되는 탭 계수(tab weight)에 따라 복소 수신신호를 필터링하는 적응 필터링 수단;

상기 적응 필터링 수단의 출력신호를 이용하여 특정 사용자 채널의 위상 성분과 진폭 성분을 추정하는 채널 추정 수단;

상기 채널 추정 수단의 채널 추정 결과 신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 인가되는 필터링된 수신 신호를 모든 다중 경로 성분에 대하여 결합하여, 상기 특정 사용자가 전송하고자 한 원래의 신호를 복원하는 신호 복원 수단;

기지의 학습 데이터 신호 또는 상기 신호 복원 수단에 의해 복원된 신호 중 어느 하나를 선택하여 제공하는 선택 수단;

상기 선택 수단으로부터 제공되는 신호와 상기 채널 추정 수단에 의한 채널 추정 결과신호를 이용하여 기준신호를 발생하는 기준신호 발생 수단;

상기 기준신호 발생 수단으로부터 제공되는 기준신호와, 상기 적응 필터링 수단으로부터 출력되는 필터링된 수신신호를 대비하여, 두 신호간의 오차를 산출하는 오차 산출 수단; 및



제약조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constrained MMSE criterion)에 근거하여, 상기 적응 필터링 수단의 탭 계수를 조절하는 탭 계수 조절수단을 포함하는 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

## 【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

각 다중경로 성분을 위한 적응 필터를 적응시키기 위한 상기 제약조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준은, 하기의 수학적식으로 정의되며, 1번째 다중 경로 성분을 위한 상기 적응 필터 수단의 탭 계수( $W_1(n)$ )와 확산 코드 벡터( $S_1$ )의 곱이 실질적으로 1로 제한되어, 상기 오차 산출 수단에 의해 산출되는 오차를 최소화하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$J \equiv E \left[ \left| \hat{c}_1(n) d_1(n) - W_1(n)^H I_1(n) \right|^2 \right] \text{ subject to } W_1(n)^H S_1 = 1.$$

(단,  $J$ 는 제약조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준이고,  $E$ 는 평균값을 가르키며,  $\hat{c}_1(n)$ 은 1번째 다중 경로 성분에 대한 추정된 채널,  $d_1(n)$ 은 선택 수단의 출력신호,  $W_1(n)$ 은 적응 필터 계수 벡터,  $r_1(n)$ 은 1번째 적응 필터 입력 신호 벡터,  $S_1$ 은 확산 코드(spreading code) 벡터, 윗첨자  $H$ 는 허미션(Hermitian) 연산을 각각 의미함)

## 【청구항 3】

제 2 항에 있어서,

상기 1번째 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 수단의 탭 계수( $W_1(n)$ )는, 하기의 수학적식과 같이 확산코드 벡터에 직교인 적응 성분과 확산 코드 벡터 성분으로 직교 분할되며, 상기 확산코드 벡터에 직교인 적응 성분을 변화시키기 위해 수신 신호를 바로 사용하지 않고 수신 신호를 상기 확산 코드 벡터에 직교인 적응 성분에 투영시킨 성분을 사용하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$W_1(n) \equiv s_1 + X_1(n)$$

(단, 여기서  $s_1$ 은 확산 코드(spreading code) 벡터이고,  $X_1(n)$ 은 탭 계수 벡터의 적응 성분(adaptive component)이며, 상기 두 벡터는 서로 직교임.)

#### 【청구항 4】

제 3 항에 있어서,

1 번째 다중 경로 성분을 위한 적응형 필터를 계수를 갱신하는 상기 제약조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준은,

하기 수학적식으로 정의되는 직교 분할 방식의 LMS(Least Mean Square) 알고리즘으로 구현되는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$X_1(n+1) = X_1(n) + \mu e_1(n)^* X_{1x}(n)$$

(여기서,  $e_1(n) \equiv \hat{c}_1(n)d_1(n) - W_1(n)^H I_1(n)$ , 즉 채널 추정치와 데이터의 곱과 적응 필

터 출력 사이의 차이이고,  $\mathbf{r}_{lx}(n) = \mathbf{r}_l(n) - \mathbf{s}_1^H \mathbf{r}_l(n) \mathbf{s}_1$  는 수신 신호( $\mathbf{r}_l(n)$ )를 탭 계수의 적응 성분( $\mathbf{X}_l(n)$ )에 투영 (project)시킨 성분,  $\mu$ 는 탭 계수를 어느 정도 빠르게 변화시킬 것인지를 결정하는 스텝 크기(step size), 윗첨자 '\*'는 복소 공액(complex conjugate) 연산을 각각 의미함)

#### 【청구항 5】

제 1 항에 있어서,

1 번째 다중 경로 성분의 채널을 추정하기 위하여, 일정 개수의 파일럿 심볼에 대하여 하기의 수학식으로 표현되는 바와 같이 각 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 출력에 데이터의 공액 복소수를 곱하고, 이 값을 평균하여 채널 추정치를 구하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$\hat{c}_l = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^N b_1^*(n-iQ) \mathbf{w}_l^H(n-iQ) \mathbf{r}_l(n-iQ)$$

(여기서  $N_p$ 는 채널 추정에 사용하는 연이은 파일럿 심볼 수,  $Q$ 는 파일럿 심볼 삽입 주기임)

#### 【청구항 6】

제 1 항에 있어서,

모든 다중 경로 성분의 채널을 추정하기 위하여, 일정 개수의 파일럿 심볼에 대하여

여 하기의 수학식으로 표현되는 바와 같이 모든 다중 경로 성분을 위한 적응 필터 출력과 데이터 선택기 출력을 이용하여 채널을 추정하는 것을 특징으로 하는 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치.

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_1(n) \\ M \\ \hat{c}_L(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & w_1^H(n)s_1(\tau_2 - \tau_1) & \Lambda & w_1^H(n)s_1(\tau_L - \tau_1) \\ M & M & O & M \\ w_L^H(n)s_1(\tau_1 - \tau_L) & w_L^H(n)s_1(\tau_2 - \tau_L) & \Lambda & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} b_1^*(n)w_1^H(n)r_1(n) \\ M \\ b_L^*(n)w_L^H(n)r_L(n) \end{bmatrix}$$

(여기서, 임의의 정수  $p$ 에 대하여  $S_1(p)$ 는 첫번째 사용자를 위한 정규화(normalized)된 확산 코드인  $S_1 = [S_{1,1} \ S_{1,2} \ \dots \ S_{1,N-1} \ S_{1,N}]^T$ 을,  $P$  칩 이동한 신호로서  $P$ 가 양수인 경우에는  $S_1(p) = [0_p, \ S_{11} \ S_{12} \ \dots \ S_{1,N-p}]^T$ 와 같고,  $p$ 가 음수인 경우에는  $S_1(p) = [0_{p,-p+1} \ S_{1,-p+2} \ \dots \ S_{1,N} \ 0_p]^T$ 와 같고, 여기서,  $0_p$ 는  $1 \times p$  크기는 0 벡터임. ( $\tau_i - \tau_1$ )는  $i$ 번째 다중 경로 성분과 1번째 다중경로 성분의 전송지연 차로서 chip단위의 정수배로 가정함)

#### 【청구항 7】

이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 장치에 적용되는 적응 레이크 수신 방법에 있어서,

각 다중 경로 성분의 서로 다른 전송지연에 맞추어 해당 전송 부호가 차지하는 부분만을 모아 적응 필터에 전달하는 제 1 단계;

소정 주기로 조절되는 탭 계수(tab weight)에 따라 복소 수신 신호를 필터링하는 제 2 단계;

상기 적응 필터링 출력 신호를 이용하여 특정 사용자 채널의 위상 성분과 진폭 성분을 추정하는 제 3 단계;

상기 채널 추정 결과 신호와 상기 적응 필터링 수신 신호를 모든 다중 경로 성분에 대하여 결합하여, 상기 특정 사용자가 전송하고자 한 원래의 신호를 복원하는 제 4 단계;

기지의 학습 데이터 신호 또는 복원된 신호 중 어느 하나를 선택하여 제공하는 제 5 단계;

상기 5 단계에서 제공되는 신호와 상기 3 단계에 의한 채널 추정 결과 신호를 이용하여 기준 신호를 발생하는 제 6 단계;

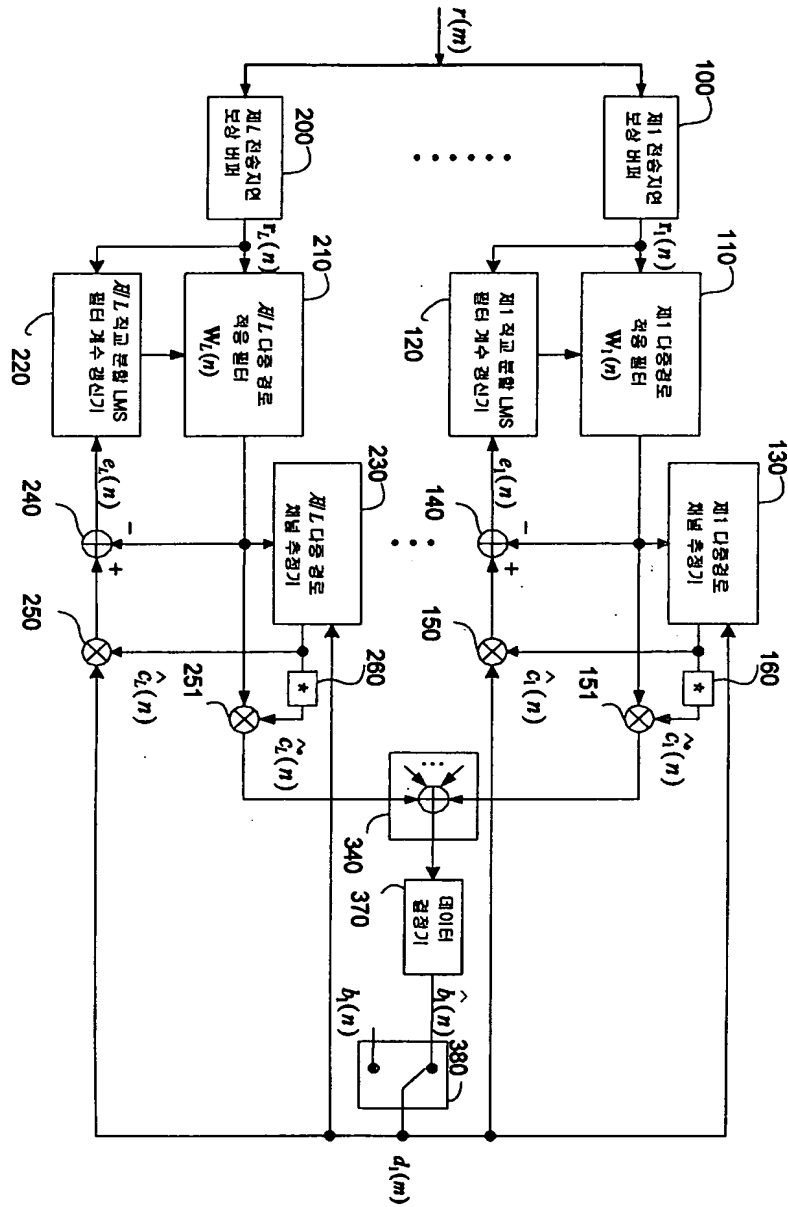
상기 6 단계로부터 제공되는 기준 신호와 상기 제 2 단계에서 출력되는 필터링된 수신 신호를 대비하여, 두 신호간의 오차를 산출하는 제 7 단계; 및

제약조건을 갖는 평균 평방 오차 최소화 기준(constrained MMSE criterion)에 근거하여, 상기 적응 필터링의 탭 계수를 조절하는 제 8 단계

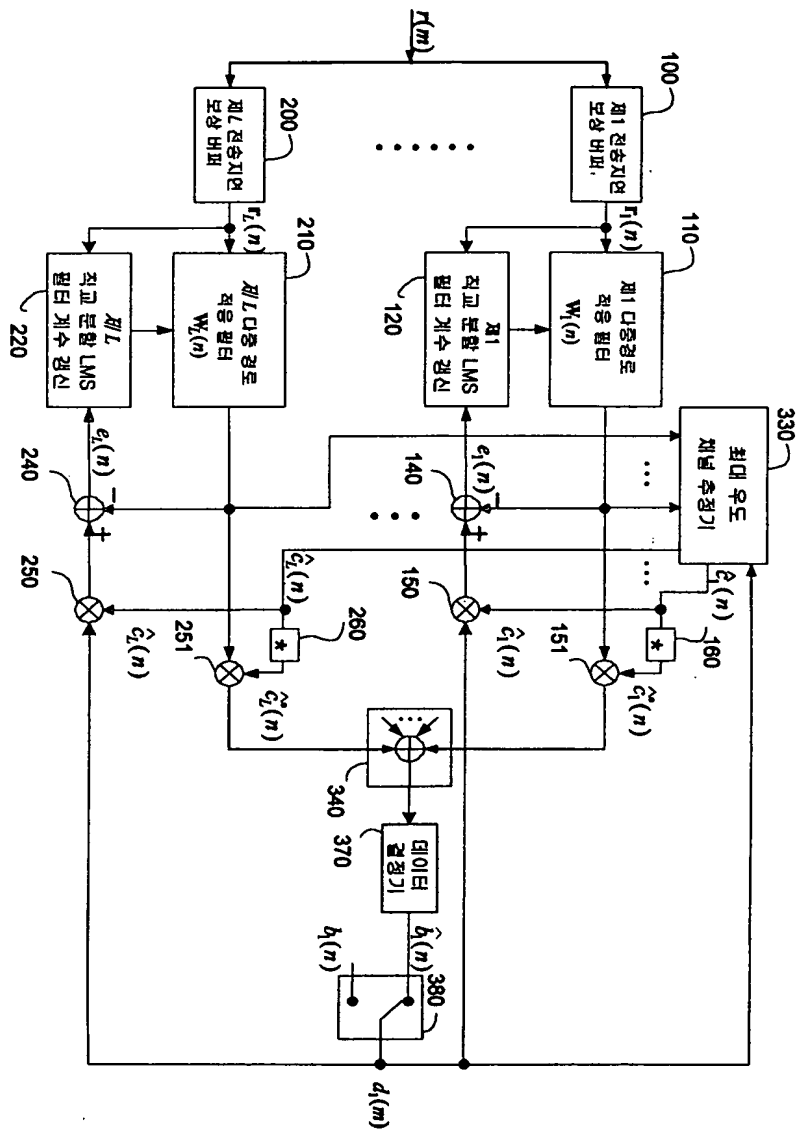
를 포함하는 이동통신 시스템에서 제약 조건을 갖는 적응 레이크 수신 방법.

【도면】

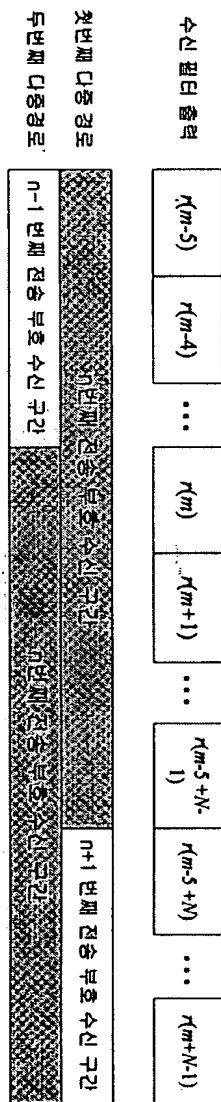
【도 1】



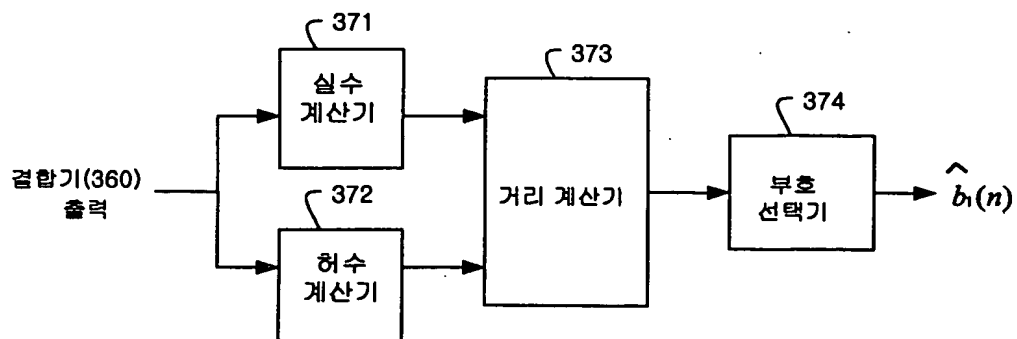
【도 2】



【도 3】



【도 4】





【도 5】

